

⑫ 公開特許公報 (A)

昭59—144249

⑬ Int. Cl.³
H 04 L 27/00
H 04 J 15/00
H 04 L 27/18

識別記号

厅内整理番号
Z 7240—5K
6914—5K
Z 7240—5K

⑭ 公開 昭和59年(1984)8月18日
発明の数 1
審査請求 未請求

(全 7 頁)

⑮ パルス信号伝送方式

⑯ 特願 昭58—18123
⑯ 出願 昭58(1983)2月8日
⑯ 発明者 山田隆彦

⑰ 出願人 日本電気株式会社
東京都港区芝5丁目33番1号
⑰ 代理人 弁理士 芦田坦 外2名

明細書

1. 発明の名称

パルス信号伝送方式

2. 特許請求の範囲

1. 送信側において同じ構成で且つ位相の順次ずれた複数のパルス列を渦波器を通したあと合成して受信側に伝送するようにしたパルス信号伝送方式において、前記渦波器が、前記パルスの波形をあらわすフーリエ級数展開したときの相隣る少なくとも2つの高調波のみを通過させる帯域渦波特性を持つ渦波器であることを特徴とするパルス信号伝送方式。

3. 発明の詳細な説明

本発明はパルス信号を無線又は有線を用いて伝送する方式、特に複数例のパルス列から成る信号を合成して伝送する機能を有するパルス信号伝送方式に関するものである。

送波 PCM 伝送方式においては、搬送波を多値又は多相化を行わなければ、 $X[\text{bit/s}]$ のクロックレートの信号を伝送するためには、これもあとにあらためて説明するが、搬送波段において少なくとも X ヘルツの信号帯域が必要であり、従って X ヘルツの搬送波帯域では最も早いスピードでも多値化、多相化を行わない限り $X[\text{bit/s}]$ の信号までしか伝送できないということはよく知られている。

上記の関係は、複数列の入力パルス列のスペクトラムの内直流ないし $X/2$ ヘルツまでの周波数の信号を低域渦波器にて取り出し、この信号で位相の順次ずれた複数の搬送波を個々に変調し、変調した複数の信号を合成して伝送する機能を有する従来方式の場合（あとで図を用いて説明する）についても言えることであり、パルスの幅をパルス列の数に応じて許される最大の幅にしても、搬送波帯域を X ヘルツとすれば伝送し得る信号のスピードは最大 $X[\text{bit/s}]$ であるとされている。同じようなことは2つの入力パルス列信号を時分割多

重する場合についてもいえる。従って信号のスピードを増すためには信号の多値化又は多相化に向かわざるを得なかつた。しかしながら多値化、多相変調は従来複雑な回路が必要であった。

本発明は上記の点に鑑み、もとに戻つて、複数列のパルスを合成して伝送する機能を持つパルス信号伝送方式において先述の搬送波帯域と最大信号スピードの関係を打破できはしまいかという観点から出発したものである。

すなわち本発明の目的は上記のような機能を持つ方式の場合に X ヘルツまたはそれ以下の搬送波帯域を用いて $X[\text{bit/s}]$ 以上のスピードの信号を伝送できるパルス伝送方式を得ようとするものである。

本発明においては、上記の目的を達成するため、先述の従来方式における低域戸波器および搬送波を用いる代りに、信号のパルス波形をあらわす式をフーリエ級数に展開したときの相隣る 2 つ又は 3 つの高調波のみを取り出す帯域戸波器を用い、この高調波を合成し、受信側でこれを位相検

波（複数が 2 のときは包絡線検波でもよい）してもとの信号に戻すようにしたものである。

本発明によれば、送信側において同じ構成で且つ位相の順次ずれた複数のパルス列を戸波器を通して合成して受信側に伝送するようにしたパルス信号伝送方式において、前記戸波器が、前記パルスの波形をあらわすフーリエ級数展開したときの相隣る少なくとも 2 つの高調波のみを通過させる帯域戸波特性を持つ戸波器であることを特徴とするパルス信号伝送方式が得られる。

次に図面を参照して詳細に説明する。

第 1 図ないし第 3 図は单一の信号列における信号の伝送スピードとこれに必要な搬送波帯域幅の関係を説明するための図である。このうち第 1 図は伝送すべきパルス信号が $X[\text{bit/s}]$ のスピードであつて、パルス幅 $1/X$ とパルス周期 T が一致している場合の状態を示している。第 2 図は第 1 図の信号の周波数スペクトラムをあらわしており、このスペクトラムのうち直流ないし $X/2$ ヘルツまでの信号（斜線の部分）を低域戸波器で取り出し、

この信号で搬送波を変調して信号を伝送することを示している。第 3 図は第 1 図の信号列の搬送波段におけるスペクトラム即ち $X[\text{bit/s}]$ のスピードの信号を伝送するのに搬送波段においてその中心周波数 f_c を中心にして上下に各 $X/2$ ヘルツずなわち伝送波帯域として X ヘルツを必要とすることを示す図である。なお以上は伝送すべき信号が单一の列の場合における基本的な性質を説明したものである。次に複数のパルス列の信号を合成する場合について説明する。

第 4 図は従来のパルス信号伝送装置におけるパルス信号列を合成する部分を示したブロック回路図であつて、端子 1 ～ 3 から入る 3 つの入力信号はいずれも周期が T であり、各列のパルス信号の幅は $1/(Xm)$ より小さくされており、且つ各列のパルスが時間軸で重ならないように配列されているものとする。低域戸波器 4 ～ 6 は直流ないし $Xm/2$ ヘルツまでを通過させる戸波器であり、通過した信号は変調器 7 ～ 9 において搬送波発振器 10 および移相器 11, 12 からの 3 つの搬送波

を列毎に変調し、変調された 3 列の信号は合成器 13 で合成され、端子 14 から送出されるようになつてゐる。従つて 3 個の信号を合成するのに $3X$ ヘルツ、一般的に言えば m 個の信号を合成して伝送するのに mX ヘルツの搬送波帯域を必要とすることとなり、単位信号あたりについていえば单一の列の場合と同じになる。

すなわち従来の方式は多重（合成）はできても伝送効率は向上させることができなかつたのである。

本発明は上記の問題点を解決するために、先に述べたように、各列に配設する戸波器の特性をパルスの波形をあらわす式をフーリエ級数に展開したときの相隣る 2 つ又は 3 つの高調波を通過させる帯域戸波特性にしたものである。

次に上記のような構成上の特徴により何故複数列の信号を合成して送るのに必要な搬送波帯域が各单一の信号を送るのに必要な搬送波帯域と同じか又はそれ以下（半分）で済むかについて説明する。

第5図は時間幅 τ と大きさAの方形のパルス $f(x)$ が周期Tで並んでいるパルス列信号の一部をあらわした図である。そして図ではTと τ の比を5としてある。

第6図は上記のパルス列が図に示すような高調波の電力スペクトラムから成っていることを示した図である。スペクトラムは $1/T$ ヘルツ毎に生じ、その電力の包絡線は図の点線のよう $\propto X/X$ の形になっている。なお図中の斜線を施した部分および $n=8, n-1=7$ については後に説明する。

ここでパルス波形 $f(x)$ をフーリエ級数に展開すると、 $\omega=2\pi/T$ として、

$$f(x) = \frac{2A}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \sin \frac{n\pi\tau}{T} \cdot \cos n\omega t \quad \dots (1)$$

とあらわせる。但しこの式(1)は図とは異って方形線でなくともそのまま成立する。

本発明は上記の式(1)にふくまれる多数の高調波のうちから2つ又は3つの高調波を、好ましくはエネルギーの最も大きい2つ又は3つの高調波を各信号列について抽出し、これらを合成し、受信

側で検波するようにしたものであるが、2つ又は3つのどちらを選ぶかはTと τ の比の如何による。結論を先に云えば、一般的には2つの高調波でよいが、 T/τ が奇数又はそれに近いときには2つの高調波を利用し、 T/τ が偶数又はそれに近いときは3つの高調波を利用すれば効果的である。なお前者の場合に4つの高調波を利用し、後者の場合に5つの高調波を利用することもできるが、この場合搬送波段の必要帯域幅が広くなるので、合成器13と端子14の間(第4図)に狭帯域済波器を追加すれば使用できるものの、効果は2つ又は3つの場合に比べて少ない。

そこではじめに2つの高調波を用いる場合について説明する。

第6図を再び参照して、斜線を施した部分を通過帯域とする済波器は第n項(この場合 $n=8$)と第(n-1)項(この場合 $n-1=7$)を抽出し、その和をあらわす波形 $f(x)'$ は、 $\tau/T=k$ (デューティ)として

以下余白

$$f(x)' = \frac{2A}{\pi} \left\{ \frac{\sin(n-1)k\pi}{n-1} \cdot \cos(n-1)\omega t + \frac{\sin nk\pi}{n} \cdot \cos n\omega t \right\} \quad \dots (2)$$

とあらわせる。ここで(2)式の2つの余弦の係数はいずれもn, kにより決まる定数であるから、これらを α と β とすると、

$$\begin{aligned} f(x)' &= \alpha \cos(n-1)\omega t + \beta \cos n\omega t \\ &= \alpha \cos n\omega t \cdot \cos \omega t + \alpha \sin n\omega t \cdot \sin \omega t \\ &\quad + \beta \cos n\omega t \\ &= \beta \left(1 + \frac{\alpha}{\beta} \cos \omega t \right) \cos n\omega t + \alpha \sin \omega t \cdot \sin n\omega t \end{aligned} \quad \dots (3)$$

となり、第1項はAM変調波であってそのAM変調度は α/β 、変調周波数は $\omega/2\pi$ 、被変調周波数は $n\omega/2\pi$ であらわされ、第2項は搬送波抑圧型AM変調波であってそのAM変調度は α であり、変調周波数と被変調周波数は第1項と同じである。

第7図は上のようにして得られた式(3)の第1項($\cos n\omega t$ の項)、第2項($\sin n\omega t$ の項)、およびそ

れらの和である $f(x)'$ を入力パルス列と対比して示した図である。特に波形 $f(t)'$ について説明を加えれば、これは周波数 $n\omega/2\pi$ の信号が振幅変調を受けていて、その振幅がT秒毎のパルス間隔に等しくなっていることを示している。

以上の説明および図から分るように、周期Tのパルス列を伝送する場合、その第n次高調波と第(n-1)次高調波を帯域済波器にて取り出し伝送し(必要な搬送波段の伝送帯域幅BWは上下の両側波を伝送する必要がないので、 $\omega/2\pi=\omega/(2\pi)=1/T$)、受信側においてこれをAM復調又はPM復調すれば元のパルス列を復元できる。ここに注意すべきことは、伝送に必要な帯域幅BWが周期Tにのみ関係し、パルス幅 τ (或いはデューティk)には全く関係ないことである。以上は抽出する2つの高調波を一般的に第n項と第n-1項として選んだものとして説明したが、次に特別の場合について説明する。なおこの実施例ではTと τ の比が奇数であり、中央に近いエネルギーの大きい2つの高調波(ほほ等しい)を抽出しているが、こ

れに限らず他のもの、たとえば $n = 9$ としたものでもよいことはいうまでもない。

次に相隣る 3 つの高調波、すなわち第 $(n-1)$ 項、第 n 項、および第 $(n+1)$ 項を帯域フィルタを用いて取り出した場合について考えると、その波形 $f(t)''$ は次のようになる。

$$f(t)'' = \frac{2A}{\pi} \left\{ \frac{\sin(n-1)k\pi}{n-1} \cos(n-1)\omega t + \frac{\sin nk\pi}{n} \cos n\omega t + \frac{\sin(n+1)k\pi}{(n+1)} \cos(n+1)\omega t \right\} \quad \dots \dots (4)$$

式(2)におけると同様に式(3)の 3 つの余弦の係数を α' 、 β' 、 γ' とすると、式(4)は

$$\begin{aligned} f(t)'' &= \alpha' \cos(n-1)\omega t + \beta' \cos n\omega t + \gamma' \cos(n+1)\omega t \\ &= \alpha' \cos n\omega t \cdot \cos \omega t + \alpha' \sin n\omega t \cdot \sin \omega t \\ &\quad + \beta' \cos n\omega t + \gamma' \cos n\omega t \cdot \cos \omega t - \gamma' \sin n\omega t \cdot \sin \omega t \\ &= \beta' \left(1 + \frac{\alpha' + \gamma'}{\beta'} \cos \omega t \right) \cdot \cos n\omega t \\ &\quad + (\alpha' - \gamma') \sin \omega t \cdot \sin n\omega t \quad \dots \dots \dots (5) \end{aligned}$$

となり、第 1 項は AM 变調波であってその AM 变調度は $(\alpha' + \gamma')/\beta'$ 、变调周波数は $\omega/2\pi$ 、被变调周波数は $n\omega/2\pi$ であらわされ、第 2 項は搬送波抑压型 AM 变调波であってその AM 变调度は $(\alpha' - \gamma')$ であり、变调周波数と被变调周波は第 1 項と同じである。そしてこの場合における搬送波段の所要带域幅は、上下两侧带波を伝送する必要がないので、 $2\omega/2\pi = 2/T$ となる。

ここで $\alpha' = \gamma'$ すなわち第 $(n-1)$ 項と第 $(n+1)$ 項の振幅が等しくなる場合を考えると、式(5)は

$$f(t)'' = \beta' \left(1 + \frac{2\alpha'}{\beta'} \cos \omega t \right) \cdot \cos n\omega t$$

に示すような AM 变调波となり、AM 变调度は $2\alpha'/\beta'$ であり、所要带域幅は上記と同じ $2/T$ である。これは前記の第 $(n-1)$ 項と第 (n) 項を抽出して伝送する場合の 2 倍である。

第 8 図は上記の 3 つの高周波を抽出したとき $\alpha' = \gamma'$ のとき即ち第 $(n-1)$ 項と第 $(n+1)$ 項の振幅が等しいときの周波数と振幅スペクトラムのレベルの関係を示す図であって、図からすぐ

分るように、 T/τ が偶数であり且つ第 n 項（この図では第 9 項）を振幅スペクトラムの包絡線の極大値に選んだ場合に相当する。なお以上のこととは T/τ が偶数であるからといって 3 つの高調波を使わなければならぬといふものではなく、2 つのエネルギーの小さくない 2 つの高調波を用いてよいものである。

以上の説明から分るように、発信側で相隣る 2 つ又は 3 つの高調波項のスペクトラムを抽出して送出し、受信側において受信した合成信号の包絡線又は位相変化を検出すれば、送信されてきたパルス列を再現できる。

第 9 図は本発明の一実施例を構成をあらわした図である。この例では 3 列のパルス信号を用いており、後の説明から分るように 8 相位相変調を行なうような形になっている。第 11 図において、データ信号入力端子 21～23 にはおのおの T 秒毎に幅 T 秒の同じ形状のデータ信号が入ってくるものとする。入力された 3 列の信号は並べ換え制御回路 24 の制御のものにパルス信号並べ換え回

路 25～27 により順次位置がずれた形（位相が 120° づつずれている）に並べ換えられ、帯域戻波器 28～30 により所望の高調波が抽出される。

第 10 図は上記のようにして並べ換えされた 3 列の信号の波形(A)および 3 つの帯域戻波器で抽出された高調波の波形(B)を示した図である。各信号波形の前に示した数字 28, 29, 30 は各信号を出力する第 9 図の帯域戻波器の参照数字をあらわしている。このときの高調波の抽出は、3 つの高調波の場合は (f_N-1/T) ヘルツないし $(f_N + 1/T)$ ヘルツの間のスペクトラムを、2 つの高調波を送る場合は (f_N-1/T) ないし f_N ヘルツの間のスペクトラムを抽出する。このようにして抽出された信号は合成器 31 で合成されて 8 相位相変調波となっている。そしてこの合成信号は出力 32 から有線又は無線により受信部に向け送られる。

受信部においては、端子 33 に入ってきた信号は位相復調器 34 において各列の位相変化点（図の 2.5 と 7.5 の示す位置）を検出し、論理回路 35 で各列のパルス位相調整や論理処理を行ない、

端子 37～39 から 3 列のものとのパルス信号列が出力される。なお 40 は復調器 34 および論理回路 35 を制御する制御回路である。なおこのものとのパルス列を再現するのに、 $f(x)'$ の信号に $\cos \omega t$ 又は $\sin \omega t$ の信号を掛け算して $\alpha/\beta \cos \omega t$ 又は $\alpha \sin \omega t$ を得ることもできる(AM 復調を用いた同期検波)。

以上の実施例は 3 列のパルス信号列の場合について説明したが、2 列であってもよく又 4 列或いはそれ以上の数の列であってもよいことはいうまでもない。ただ 2 列の場合には受信部において位相検波をする代りに包絡線検波を行なうこともできる。

第 11 図はパルス信号列が 2 つのときの実施例の構成を示した図であり、左の送信部 40 は第 9 図のものを単に 2 列にしただけであるので説明は省略するとして、受信部において端子 42 に入ってきた信号は AM 復調器 43 において復調されて $f(x)'$ の包絡線が得られ、そのあとレベル判定器 44 でその振幅の大小により "0" と "1" が判

定される。次にパルス分配器 45 において元の 2 列の信号に直され、端子 46 と 47 から出力される。なお 48 はレベル判定器 44 とパルス分配器 45 を制御する回路である。

本発明は又 1 列の単相信号を多相化して伝送する場合にも適用できる。

第 12 図は上記のような本発明の実施例の構成を信号と共に示した図である。端子 51 から入力した信号 52 は分配器 53 で位相の異った 2 つの信号 54 と 55 に分けられる。この 2 つの信号は第 n 項と第 (n-1) 項の高調波を抽出する帯域フィルタ 56 と 57 を通って合成器 58 に入り、ここで合成(多相)4 相位相信号となって受信側装置 59 へ伝送される。

以上説明したように、 $1/T[\text{bit/s}]$ の信号を m 列伝送するのに必要な帯域幅；即ち $m/T[\text{bit/s}]$ の信号を伝送するのに必要な帯域幅は、搬送波段において、上下両側帯波を伝送する必要がないので、 $1/T$ ヘルツ又は $2/T$ ヘルツでよいことが分る。すなわち先に述べたように、搬送波段の信号伝送

帯域と信号速度が無関係であることを意味する。これは従来の伝送方式のように X ヘルツの帯域では $X[\text{bit/s}]$ の信号しか伝送できないという制限がなくなることを意味する。

4. 図面の簡単な説明

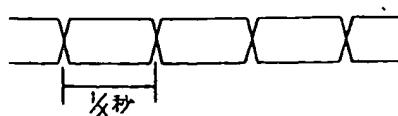
第 1 図は伝送すべきパルス信号列を示す図、第 2 図はその周波数スペクトラム、第 3 図は搬送波段におけるスペクトラムをあらわす図、第 4 図は従来のパルス信号列を合成する回路の一例を示すプロック図、第 5 図は伝送するパルス信号列の波形を示す図、第 6 図は第 4 図のパルス信号列の周波数スペクトラムとそのうち 2 つの高調波を抽出することを示す図、第 7 図は本発明の原理を説明するための、2 つの高調波を抽出したときの波形を示す図、第 8 図は 3 つの高調波を抽出することをあらわす周波数スペクトラム、第 9 図は本発明の一実施例の構成をあらわした図、第 10 図は並べ換え終った 3 列のパルス信号列の波形および 3 つの帯域フィルタの出力波形を示す図、第 11 図は

パルス列が 2 つのときの本発明の他の実施例の構成を示す図、第 12 図は本発明を多相化回路に適用した一実施例を示す図である。

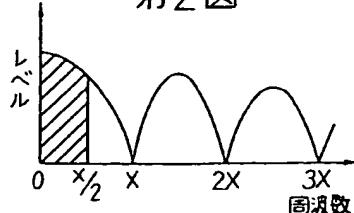
記号の説明を 25～27 はパルス信号並べ換え回路、28～30 は帯域フィルタ、31 は合成器、34 は位相復調器、35 は論理回路、43 は AM 復調器、44 はレベル判定器、45 はパルス分配器、T はパルス周期、t はパルス幅をそれぞれ示している。

代理人 (7127) 会員登録後 藤 洋 介

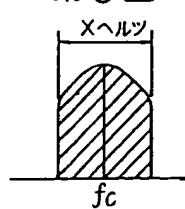
第1図



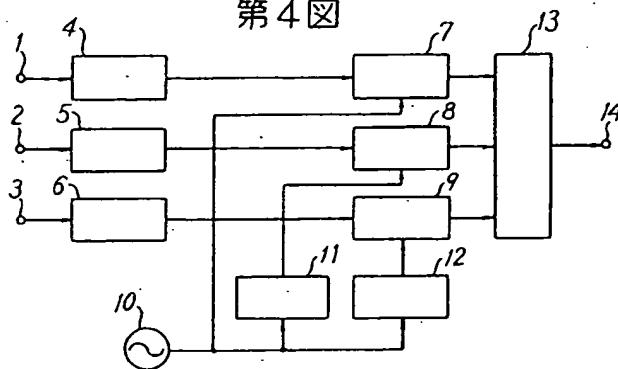
第2図



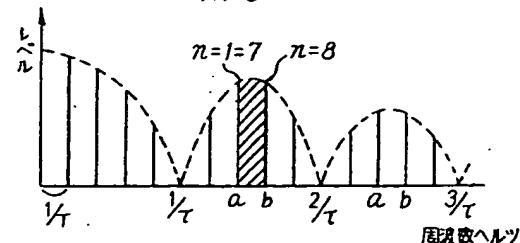
第3図



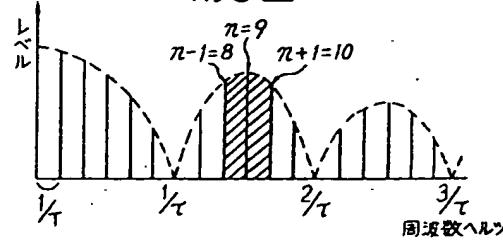
第4回



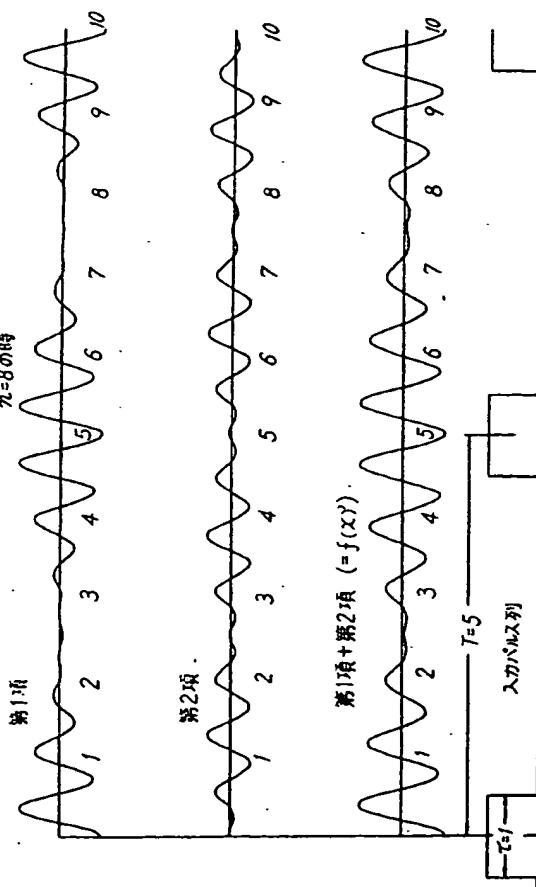
第6回



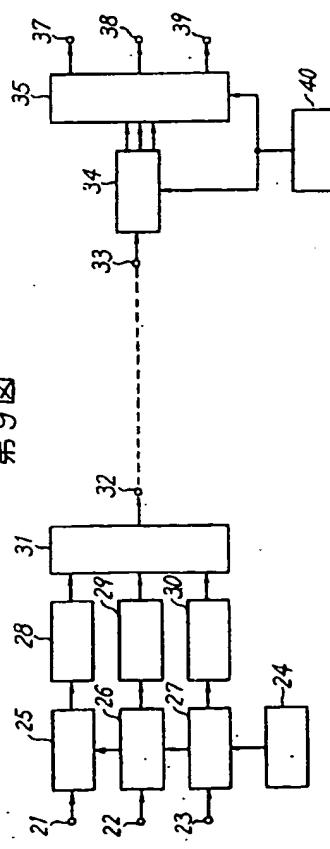
第8回



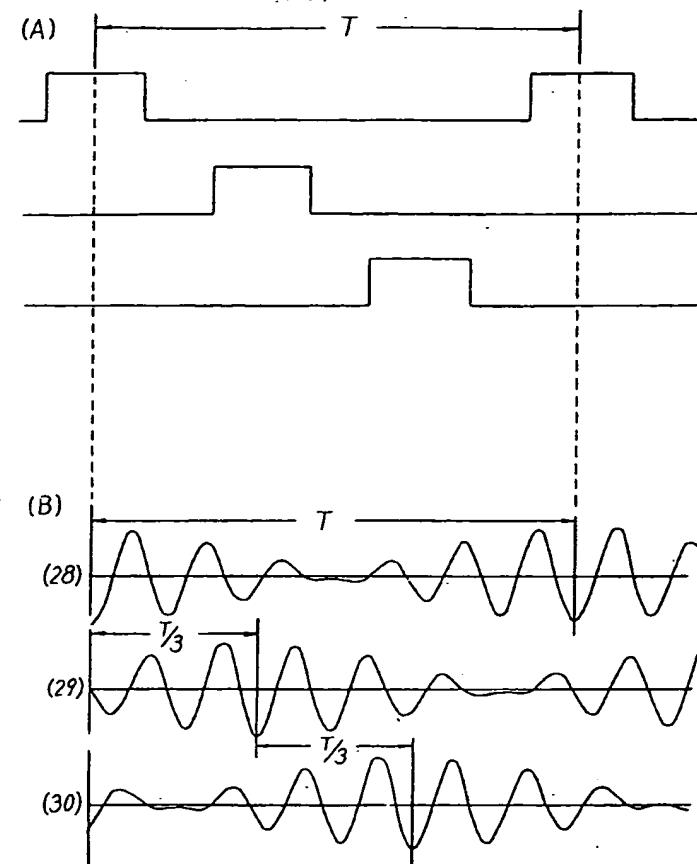
第7回



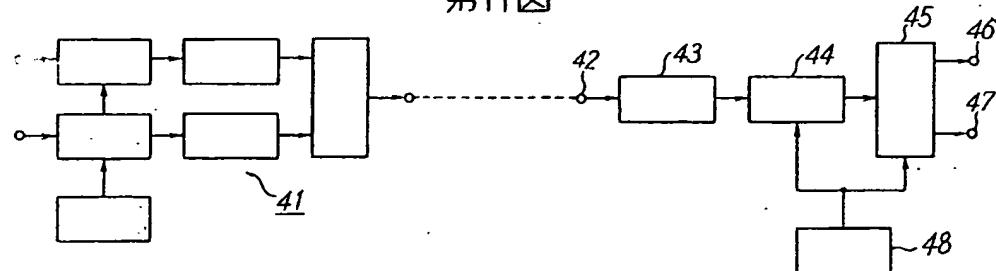
第9回



第10図



第11図



第12図

